5Г

УДК 681.586.732

М.А. Габидулин
Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики
Россия,119454, г. Москва, пр-т Вернадского, 78

Синтез и анализ блочно-модульных структур бесконтактных тахометров постоянного тока на основе схемотехники фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений

M.A. Gabidulin
Moscow State Technical University of Radio Engineering, Electronics and Automatics
Russia, 119454, Moscow, Vernadsky's avenue, 78

Synthesis and Analysis of Block Modular Structures of Contactless Tachometres of Direct Current on the Basis of Circuitry of Photoelectric Digitizers of Movings

М. А. Габідулін
Московський державний технічний університет радіотехніки, електроніки та автоматики
Росія, 119454, м. Москва, пр-т Вернадського, 78

Синтез і аналіз блочно-модульних структур безконтактних тахометрів постійного струму на основі схемотехніки фотоелектричних цифрових перетворювачів переміщень

В статье обосновывается общность принципов построения и схемотехники бесконтактных тахометров постоянного тока на синхронных тахогенераторах и преобразователей перемещений на растровых синусно-косинусных преобразователях, основанная на решении в процессе измерительного преобразования уравнения гониометрического фазовращателя с помощью непрерывной или дискретной развертки. Приводится методика анализа и синтеза аналоговых и цифро-аналоговых обобщенных блочно-модульных структур тахометров на растровых синусно-косинусных преобразователях.

Ключевые слова: синтез, анализ, схемотехника, тахометр постоянного тока, фотоэлектрические цифровые преобразователи перемещений.

In the article, generality of principles of construction and circuitry of contactless tachometrs of direct current on synchronous tachogenerators and converters of movings on the raster sine-cosine converters is proved. This generality is based on the decision in the course of measuring transformation of the goniometric phase shifter equation by means of continuous or discrete development. The technique of the analysis and synthesis of the analogue and digital-to-analogue generalized block-modular structures of tachometres on raster sine-cosine converters is resulted.

Key Words: synthesis, analysis, direct current tachometre, circuitry, photoelectric digitizers of movings.

У статті обґрунтовується спільність принципів побудови і схемотехніки безконтактних тахометрів постійного струму на синхронних тахогенераторах і перетворювачів переміщень на растрових синусно-косинусних перетворювачах, що базується на рішенні в процесі вимірювального перетворення рівняння гоніометричного фазообертача за допомогою безперервної або дискретної розгортки. Наводиться методика аналізу і синтезу аналогових і цифро-аналогових узагальнених блочно-модульних структур тахометрів на растрових синусно-косинусних перетворювачах.
Ключові слова: синтез, аналіз, схемотехніка, тахометр постійного струму, фотоелектричні цифрові перетворювачі переміщень.

Введение

Создание прецизионных мехатронных интеллектуальных систем предъявляет все возрастающие требования к параметрам цифровых электроприводов. Особенно трудновыполнимо достижение высокого быстродействия и точности в сочетании с плавностью хода в широком диапазоне изменения нагрузки и минимальных массогабаритных размерах информационно-силового модуля.

Перечисленным требованиям наиболее полно удовлетворяют безредукторные электроприводы с подчиненным регулированием. Однако вопросы расширения в них диапазона регулирования вплоть до «ползучих» скоростей и достижения высоких динамических показателей в условиях значительного изменения момента нагрузки по-прежнему весьма актуальны и требуют поиска путей дальнейшего их совершенствования [1-3].

В этом плане значительный интерес представляют многофункциональные встраиваемые фотоэлектрические цифровые преобразователи угловых перемещений и скорости, в которых с помощью единых оптических дисков статора и ротора сигналы местной, скоростной и позиционной обратных связей формируются раздельно общей считывающей системой. При этом для регулирования скорости вращения требуются тахометры, работающие эффективно как на высоких и средних частотах вращения, так и низких и инфранизких частотах вращения, что достижимо, если они имеют адаптивную структуру, изменяющуюся в зависимости от значения измеряемой частоты [3].

Исследования показывают, что для высоких и средних частот оптимальны частотно-импульсные тахометры, построенные на структурах накапливающих фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений, а для низких и инфранизких частотах – бесконтактные тахометры постоянного тока на растровых синусно-косинусных преобразователях (СКП).

Таким образом, широкодиапазонные тахометры в верхней части диапазона должны работать как частотные, а в нижней – как амплитудные. Однако вопросы построения амплитудных тахометров на основе растровых СКП недостаточно разработаны, что затрудняет выбор их оптимальной структуры при проектировании.

Целью данной работы является анализ и обобщение известных принципов построения бесконтактных тахометров постоянного тока (БТПТ) и синтез структур БТПТ с учетом особенностей проектирования и схемотехники фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений с растровыми СКП.

Анализ и обобщение принципов построения тахометров постоянного тока на растровых СКП

Обзор и анализ известных работ [1-5] показывает, что тахометры базируются на тех же физических принципах построения, что и преобразователи перемещений, но различаются способами дифференцирования перемещения по времени.

В тахометрах на асинхронных, коллекторных и синхронных тахогенераторах оно осуществляется непосредственно электромеханическим способом в процессе первичного преобразования перемещений.

Из них для систем с широким диапазоном регулирования частот вращения в наибольшей степени отвечают синхронные тахогенераторы (СТГ), обладающие существенными преимуществами по сравнению с асинхронными и коллекторными тахогенераторами. Они отличаются простотой конструкции, отсутствием остаточного напряжения, зоны нечувствительности и могут быть бесконтактными. Благодаря этому СТГ находят широкое применение в безредукторных электроприводах, требующих широкого диапазона регулирования скорости вращения.

В приведенных работах показано, что преобразование с помощью СТГ частоты вращения в постоянное напряжение основано на детектировании амплитудных, действующих или средневыпрямленных значений их выходных напряжений. Из них наибольшее применение получили тахометры с детектированием амплитудных и тахометры с детектированием средневыпрямленных значений.

Тахометры первого типа обеспечивают теоретически точное и безинерционное преобразование частоты вращения в постоянное напряжение. В выходном напряжении отсутствуют переменные составляющие, образующие пульсацию, остаточное напряжение и зона нечувствительности.

Перечисленные достоинства дают возможность строить на основе перемножителей и делителей аналоговых сигналов тахометры, обладающие широким диапазоном изменения частоты вращения, небольшим запаздыванием и малым уровнем помех. Однако применение аналоговых перемножителей и делителей ограничивает их точность.

В отличие от них тахометры второго типа осуществляют преобразование с методической погрешностью. Вместе с тем ее наличие не является принципиальным недостатком, так как при соответствующем выборе числа фаз при детектировании сигналов СТГ посредством многофазных выпрямителей или разрядности АЦП при детектировании их на основе цифро-аналоговых перемножителей и делителей ее можно снизить до любой сколь угодно малой величины. Поэтому, несмотря на усложнение, применение в БТПТ аналого-цифровых и цифро-аналоговых методов преобразования позволяет повысить точностные и динамические характеристики и реализовать их на современной микроэлементной базе.

Недостатком тахометров на основе СТГ является необходимость применения при их построении двух первичных преобразователей: преобразователя угла и СТГ, что усложняет конструкцию и достижение высоких точностных и динамических характеристик, так как магнитная система СТГ должна обеспечивать модуляцию сигналов по синусоидальному закону.

Обмотки должны быть отсимметрированы и иметь постоянную времени, измеряемую десятыми долями мс, что связано с технологическими трудностями и представляет достаточно сложную задачу.

В этом отношении интерес представляют тахометры, в которых сигналы СТГ формируются непосредственно из сигналов первичного преобразователя угла путем их дифференцирования.

Формирование сигналов формата СТГ электронным путем в цепях вторичного преобразования позволяет строить тахометры на одном ПП, что значительно упрощает конструкцию и расширяет возможности их построения, так как ПП могут иметь различные физические принципы действия.

Из них наиболее широкую известность получили тахометры, построенные с дифференцированием сигналов СКВТ [1-4]. Однако их недостатком является наличие в них демодуляторов для получения синусно-косинусных сигналов постоянного тока, необходимых для формирования формата СТГ.

Применение растровых СКП, работающих непосредственно на постоянном токе, позволяет упростить схему формирования тахосигнала и повысить быстродействие и точность за счет исключения демодуляторов и сопутствующим им сглаживающих фильтров.

Однако в известных работах рассмотрены частные технические решения и отсутствуют их обобщения, что не позволяет производить целенаправленно выбор и оптимизацию структур БТПТ на их основе.

С целью выявления общих закономерностей рассмотрим математические модели тахометров с детектированием амплитудных и средневыпрямленных значений сигналов формата СТГ, полученного из сигналов растровых СКП, и произведем их сравнительный анализ.

Представим в общем виде систему сигналов СТГ в векторной форме:

$$\mathbf{U} = \left(U_i, i=\overline{1,n}\right), \tag{1}$$

где $U_i = \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{dt}}\mathbf{sin}\left(\varphi-\varphi_i\right)$ – сигнал i-ой фазы; $\varphi = N_\text{п}\alpha$ – пространственная фаза синусно-косинусных сигналов СКП; $\varphi_i = \frac{2\pi}{n}\left(i-1\right)$ – начальный сдвиг i-ой фазы; $N_\text{п}$ – коэффициент масштабного преобразования углового перемещения $\alpha = \Omega t$, изменяющегося во времени с угловой скоростью Ω; n – число фаз системы сигналов формата СТГ.

Отсюда усматриваем, что задача формирования выходного сигнала тахометра

$$U_\text{т} = k_\text{т}\Omega , \tag{2}$$

где $k_\text{т}$ – крутизна характеристики преобразования, в общем случае сводится к нахождению нормы $\left\|\mathbf{U}\right\| = \left(\mathbf{UU}\right)^{\frac{1}{2}}$ вектора $\mathbf{U}$, что равносильно скалярному его умножению на коллинеарный вектор $\mathbf{U}^* = \left(U_i^*, i=\overline{1,n}\right)$ единичной нормы $\left\|\mathbf{U}^*\right\|=1$ [6]:

$$\left\|\mathbf{U}\right\| = \mathbf{UU}^*. \tag{3}$$

Записав (3) в развернутом виде, с учетом (1) находим, что

$$\left\|\mathbf{U}\right\| = \mathbf{UU}^* = \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{dt}}\sum_{i=1}^{i=n}\mathbf{cos}^2\left(\varphi-\varphi_i\right) = k_\text{т}\Omega , \tag{4}$$

где $k_\text{т} = \frac{nN_\text{п}}{2}$, что совпадает с (2).

Таким образом, теоретически задача построения БТПТ заключается в синтезе точных или приближенных способов вычисления нормы вектора $\mathbf{U}$. Причем тахометрам с детектированием амплитудных значений соответствуют точные способы, а средневыпрямленных значений сигналов СТГ – приближенные способы.

Как известно из теории преобразователей перемещений, скалярное произведение многофазных систем сигналов в форме (3) описывается уравнением многофазного гониометрического фазовращателя [5], [7], реализующего операцию сравнения:

$$U_\text{гфв} = \mathbf{U}_\text{р}\mathbf{U}_\text{п} = \sum_{i=1}^{i=n}\mathbf{sin}\left(\psi-\psi_i\right)\mathbf{cos}\left(\varphi-\varphi_i\right) = k_\text{гфв}\,\mathbf{sin}\left(\psi-\varphi\right), \tag{5}$$

где $U_{\text{р}i} = \mathbf{sin}\left(\psi-\psi_i\right)$, $U_{\text{п}i} = \mathbf{cos}\left(\varphi-\varphi_i\right)$ – сигналы i-ой фазы многофазных систем сигналов развертки ψ и сигналов ПП; φ – измеряемая фаза; ψ – фаза, пропорциональная

выходному сигналу преобразователя перемещений и которая изменяется в процессе преобразования до достижения с известной точностью равенства $\psi \cong \varphi$, соответствующего ортогональности векторов $\mathbf{U}_{\text{р}}$ и $\mathbf{U}_{\text{п}}$; $k_{\text{гфв}} = \frac{n}{2}$.

Из (4) можно видеть, что в тахометрах при равенстве $\psi \cong \varphi$ должна обеспечиваться коллинеарность $\mathbf{U}_{\text{р}}$ и $\mathbf{U}_{\text{стг}}$. Отсюда из (5) следует:

$$U_{\text{т}} = \frac{\text{d}}{\text{dt}} U_{\text{гфв}} = \mathbf{U}_{\text{р}} \mathbf{U}_{\text{п}}' = k_{\text{т}} \frac{\text{d}\varphi}{\text{dt}} \mathbf{cos}(\psi - \varphi), \tag{6}$$

где $\mathbf{U}_{\text{п}}' = \frac{\text{d}}{\text{dt}} \mathbf{U}_{\text{п}}$ – вектор многофазной системы формата СТГ; $k_{\text{т}} = k_{\text{гфв}}$, что доказывает общность принципов построения тахометров и преобразователей угла, так как по определению $\Omega = \frac{\text{d}\alpha}{\text{dt}}$.

Из (5), (6) следует, что, как и в случае преобразования перемещений α, в процессе преобразования скорости вращения Ω должно осуществляться равенство $\psi = \varphi$. При построении тахометров аналоговыми методами это достигается использованием в качестве ψ непосредственно пространственной фазы φ.

При дискретной развертке в процессе преобразования воспроизводятся дискретные значения

$$\psi = \varphi_N, \tag{7}$$

где $\varphi_N = Nq$ – уровни квантования φ; q, N – шаг и номер уровня квантования.

Подставив (7) в выражение (6), будем иметь

$$U_{\text{т}} = k_{\text{т}} \frac{\text{d}\varphi}{\text{d}t} \mathbf{cos}(\varphi - \varphi_N). \tag{8}$$

Из выражения (8) следует, что переход от непрерывной развертки к дискретной приводит к появлению пульсаций $U_{\text{т}}$, величина которых определяется шагом квантования q.

Произведенное обобщение показывает, что уравнение многофазного синхронного детектирования в тахометрах соответствует уравнению многофазного гониометрического фазовращателя в преобразователях перемещений, что позволяет использовать при их построении схемотехнику фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений.

Синтез и анализ структур тахометров постоянного тока на основе схемотехники фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений

Произведем синтез структур тахометров, построенных на основе способа квадратурного синхронного детектирования сигналов формата СТГ, который основан на перемножении или делении квадратурных сигналов СТГ на квадратурные сигналы СКП и алгебраическом суммировании произведений или частных и получил наибольшее применение ввиду простоты, высокого быстродействия и точности [1-3].

В соответствии с уравнениями квадратурного синхронного детектирования будем иметь

$$U_{\text{т}} = k_{\text{су}} k_{\text{п}} \left(U_{\text{т}c} U_{\text{с}} - U_{\text{т}s} U_{s} \right), \qquad (9)$$

$$U_{\text{т}} = k_{\text{су}} k_{\text{д}} \left(\frac{U_{\text{т}c}}{U_{\text{с}}} - \frac{U_{\text{т}s}}{U_{s}} \right), \qquad (10)$$

где $k_{\text{су}}$, $k_{\text{п,д}}$ – коэффициенты передачи суммирующего устройства, аналоговых перемножителей и делителей; $U_{\text{т}s,c}$, $U_{s,c}$ – синусный и косинусный сигналы СТГ и СКП;

$$U_{\text{т}s,c} = k_{\text{др}} \frac{\mathrm{d}U_{c,s}}{\mathrm{d}t}, \qquad (11)$$

$$U_{s} = U_{m} \sin\varphi, \qquad (12)$$

$$U_{c} = U_{m} \cos\varphi, \qquad (13)$$

где $k_{\text{др}}$ – коэффициент передачи дифференциаторов; U_{m} – амплитуда сигналов СКП.

С учетом (11)-(13) из (9), (10) находим

$$U_{\text{т}} = k_{\text{т}} \Omega, \qquad (14)$$

где $k_{\text{т}} = k_{\text{су}} k_{\text{п}} k_{\text{др}} N_{\text{п}} U_{m}^{2}$ или $k_{\text{т}} = 2k_{\text{су}} k_{\text{д}} k_{\text{др}} N_{\text{п}}$ – крутизна характеристики тахометра.

Отсюда следует, что при квадратурном детектировании осуществляется детектирование амплитудных значений сигналов формата СТГ, т.е. безинерционное преобразование без пульсаций выходного сигнала $U_{\text{т}}$.

Сравнительный анализ показывает, что по количеству элементов схемы тахометров на перемножителях и делителях равноценны. Схема на перемножителях имеет квадратичную зависимость крутизны выходной характеристики от амплитуды U_{m} первичных сигналов, в то время как в схеме на делителях крутизна характеристики не зависит от амплитуды U_{m}.

Однако ее недостаток в том, что деление $U_{\text{т}s,c}$ на $U_{s,c}$ вблизи нулевых значений $U_{s,c}$ из-за инерционности дифференциаторов сопряжено с большими погрешностями. Так, при наличии фазовых сдвигов Δ сигналов $U_{\text{т}s,c}$ относительно $U_{s,c}$ будем иметь вместо (14)

$$U_{\text{т}} = k_{\text{т}} \left(\cos\Delta - \operatorname{ctg} 2\varphi \sin\Delta \right) \Omega. \qquad (15)$$

Из (15) видно, что при наличии $\Delta \neq 0$ в точках $\varphi = k\frac{\pi}{2}$, $k = 1, 2\ldots$ погрешность может резко возрастать.

Анализ микросхем делителей показывает, что деление в них реализуется соответствующим подключением четырехквадрантного перемножителя аналоговых сигналов в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя. Однако при этом не обеспечивается деление в четырех квадрантах диапазона изменения делимого и делителя. Кроме того, такая схема имеет меньшее быстродействие в сравнении с перемножителем и меньшую точность. В силу отмеченных недостатков схема тахометра на перемножителях более приемлема.

Для исключения влияния изменений амплитуды первичных сигналов на крутизну $k_{\text{т}}$ схему тахометра необходимо дополнить делителем (Д), осуществляющим деление

выходного сигнала суммирующего устройства (СУ) на опорный сигнал U_0, пропорциональный амплитуде U_m первичных сигналов, как показано на рис. 1 а).

Схема содержит растровый СКП, суммирующие усилители СУ1-СУ4, электронные дифференциаторы ДР1-ДР2, перемножители П1-П2 и делитель Д. СУ1-СУ2 и СУ4 выполнены с дифференциальными входами и формируют разностные сигналы $U_{s,c}$ и $U_{\text{су}}$. СУ3 формирует опорный сигнал U_0 суммированием четырехфазной системы первичных сигналов ПП. При этом выделяется постоянная составляющая U_0 первичных сигналов вида $U_{\text{п}i}=U_{0\text{п}}+U_{m\text{п}}\,\mathbf{sin}\left(\varphi-\varphi_i\right)$, где $\varphi_i=\frac{2\pi}{n}\left(i-1\right)$, $n=4$, а скорректированное выходное напряжение тахометра будет определяться как отношение $U_{\text{су}}$ и U_0

$$U_{\text{т скор}}=k_{\text{д}}\frac{U_{\text{су}}}{U_0}, \tag{16}$$

где $U_{\text{су}}$ – выходное напряжение СУ4, которое определяется выражением (14).

Учитывая, что наибольшие изменения U_m обусловлены изменениями выходной мощности источника излучения, можно считать

$$U_0=k_{\text{су}3}U_m, \tag{17}$$

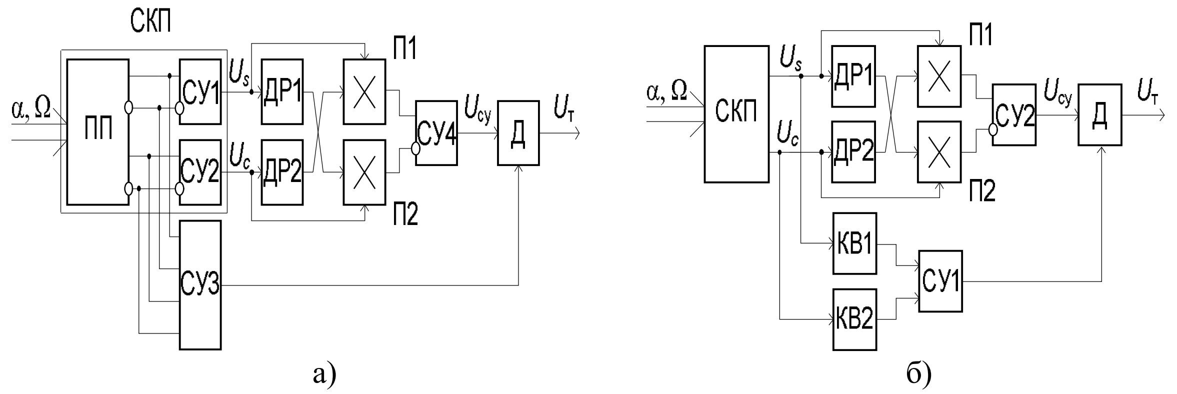
где $k_{\text{су}}$ – коэффициент передачи СУ3. С учетом (14), (16) и (17) находим, что

$$U_{\text{т скор}}=k_{\text{т скор}}\Omega,$$

где $k_{\text{т скор}}=\dfrac{k_{\text{д}}k_{\text{су}}k_{\text{п}}k_{\text{др}}N_{\text{п}}U_m}{k_{\text{су}3}}$ – скорректированная крутизна характеристики.

Полная компенсация влияния изменения U_m достигается при формировании U_0, функционально связанного с ним квадратичной зависимостью $U_0=\mathrm{k}_{\text{су}2}U_m^2$, что может быть осуществлено с помощью квадраторов КВ1-КВ2, как показано на схеме (рис. 1 б).

Однако компенсация влияния U_m достигается в схеме существенным ее усложнением за счет применения двух квадраторов, что более чем в 2 раза увеличивает объем оборудования в сравнении со схемой рис. 1 а).



а) б)

Рисунок 1 – Структурная схема БТПТ на перемножителях:

а) с формированием опорного сигнала суммированием сигналов четырехфазного ПП;
б) с формированием опорного сигнала суммированием квадратов сигналов СКП

Рассмотренные структуры отличаются структурной простотой и при микроэлектронном исполнении, небольшими массогабаритными размерами, однако из-за погрешностей аналоговых перемножителей имеют недостаточную точность [2].

Сопоставив (6) и (9) можно видеть, что квадратурный синхронный детектор есть не что иное, как двухфазный фазовращатель, и, следовательно, рассмотренные структуры представляют собой частные случаи тахометров, построенных на схемотехнике многофазных гониометрических фазовращателей с непрерывной разверткой $\psi = \varphi$, и при выборе $n = 2$.

Из (6) следует, что для построения таких тахометров необходимо сформировать сигналы форматов СТГ и ПП, представляющих собой n-фазные системы синусоидальных сигналов, либо непосредственно из n-фазной системы сигналов ПП, либо из сигналов формата СКП.

Их недостатками являются сложность, обусловленная многофазностью. Однако ввиду того, что фильтрующие свойства многофазных систем выше, чем двухфазных, точность структур на их основе может быть выше. Объем оборудования может быть значительно уменьшен при формировании многофазных систем сигналов из сигналов СКП. Однако при этом теряются преимущества многофазных систем, заключающихся в фильтрации высших пространственных гармоник сигналов.

Произведенный анализ выявил ряд возможных вариантов построения тахометров с детектированием амплитудных значений сигналов СТГ. Из них наиболее простым является вариант на двух перемножителях, обеспечивающий высокое быстродействие. Его преимуществом является также то, что он может быть выполнен на стандартной микроэлементной базе. Остальные варианты более сложны в реализации и менее быстродействующие. Общим недостатком рассмотренных схем тахометров является невысокая точность, обусловленная аналоговой схемотехникой обработки сигналов.

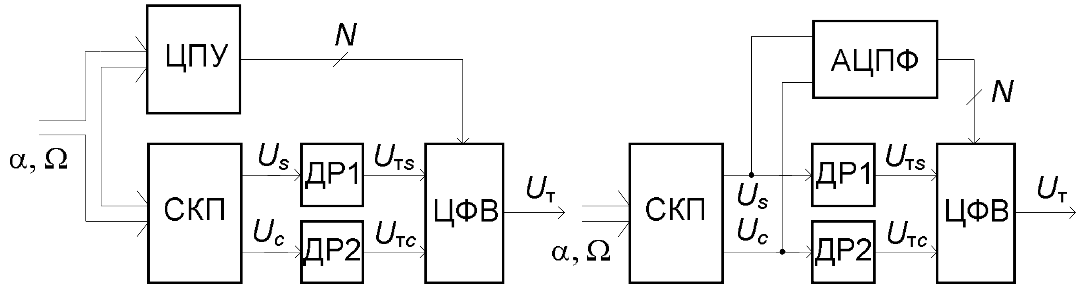
С целью выявления существующих возможностей повышения точности и дальнейшего совершенствования рассмотрим варианты построения тахометров с детектированием средневыпрямленных значений сигналов СТГ, основанных на использовании аналого-цифровой и цифро-аналоговой схемотехники.

Теоретически возможность построения БТПТ с привлечением методов аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований вытекает из идентичности уравнений квадратурного синхронного детектирования и двухфазного фазовращателя, лежащих в основе известных способов построения тахометров и аналого-цифровых преобразователей пространственной фазы (АЦПФ) сигналов СКП, и возможности их решения применением дискретной развертки (7).

Отсюда усматриваем, что для построения тахометра на основе (7) необходимо произвести преобразование угла α в код N с коэффициентом масштабного преобразования СКП и цифро-аналоговое преобразование кода N в соответствии с уравнением (8) цифрового фазовращателя (ЦФВ).

Следовательно, в общем случае схема тахометра должна состоять из растрового СКП, цифрового преобразователя угла (ЦПУ), дифференциаторов ДР1, ДР2 и цифрового фазовращателя ЦВФ, как показано на рис. 2 а). Однако ее недостатком является наличие двух ПП, что может быть оправдано лишь в случае, когда в качестве ЦПУ используется штатный преобразователь электропривода.

В остальных случаях предпочтительным является применение ЦПУ, осуществляющего аналого-цифровое преобразование пространственной фазы СКП и состоящего СКП и АЦПФ, что позволяет построить тахометр на одном ПП (рис. 2 б).



а) б)

Рисунок 2 – Обобщенная структурная схема БТПТ на ЦФВ:
а) – с цифровым преобразователем угла; б) – с АЦП пространственной фазы СКП

В зависимости от способов АЦ-преобразования пространственной фазы φ СКП и ЦА-преобразования кода *N* в синусный и косинусный сигналы развертки $\psi = \varphi_N$ и операций умножения и суммирования возможны различные структуры АЦПФ и ЦФВ, комбинации которых будут порождать различные структуры БТПТ.

Сопоставление уравнений (5), (6) показывает их идентичность, если учесть, что дифференциаторы вносят сдвиг $\frac{\pi}{2}$ на опережение. Отсюда следует, что при построении цифро-аналоговых тахометров при построении ЦФВ могут быть использованы последовательные, параллельные и параллельно-последовательные структуры ЦФВ, являющихся важнейшими функциональными узлами следящих, параллельных и параллельно-последовательных АЦПФ (СлАЦПФ, ПрАЦПФ, ПрПсАЦПФ) соответственно, принципы построения и схемотехника которых детально рассмотрены [4], [5], [8].

Сопоставление показывает, что наиболее простыми в реализации при разрядности φ_N $n \le 5...6$ являются структуры на основе ПрАЦПФ и ПрПсАЦПФ, отличающие технологичностью и высоким быстродействием. Структуры на СлАЦПФ предпочтительны при $n \ge 5...6$. Однако, учитывая, что при $n \approx 5...6$ методическая погрешность, вызываемая пульсациями из-за квантования не превышает 0.1%, что меньше других составляющих погрешности, более предпочтительными являются структуры БТПТ на ПрАЦПФ и ПрПсАЦПФ.

Разработанные структуры БТПТ являются обобщенными и позволяют синтезировать различные частные структуры в зависимости от выбора конкретных технических решений основных функциональных узлов.

В качестве иллюстрации рассмотрим схему тахометра на ПрАЦПФ (рис. 3) для случая $n = 2$, где *n* – число разрядов АЦПФ.

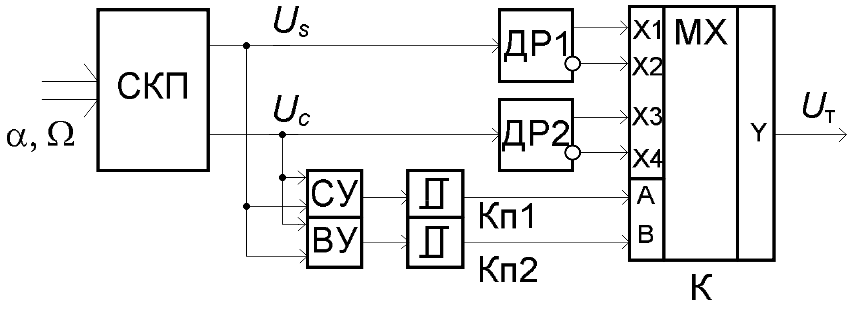


Рисунок 3 –Схема БТПТ с коммутатором сигналов формата СТГ

Для данного случая схема существенно упрощается, так как АЦПФ может быть выполнен на двух компараторах (Кп1, Кп2), а фазорасщепитель (ФР) реализуется использованием ДР1, ДР2, имеющих парафазные выходы. ЦФВ при этом представляет собой коммутатор, который управляется двухразрядным кодом компараторов, на входы которых подаются сумма и разность синусного и косинусного напряжений СКП, сформированных с помощью суммирующего и вычитающего устройств (СУ, ВУ). Этим достигается смещение характеристики АЦПФ на половину кванта, что необходимо для уменьшения максимальной величины разности $\Delta\varphi_N = \varphi - \varphi_N$ и, следовательно, вызываемой квантованием пульсаций выходного напряжения.

Как показывает анализ, разработанные структуры цифро-аналоговых тахометров по принципу действия представляют собой бесконтактные аналоги коллекторных тахометров постоянного тока, в которых коммутация многофазных обмоток производится при помощи щеточного коллектора. Поэтому их достоинствами являются большая надежность, долговечность и меньший уровень коммутационных помех и пульсаций.

Формирование тахосигнала при помощи ЦФВ в сравнении с аналоговыми ФВ более точно и технологично вследствие использования в них цифровой и аналого-цифровой схемотехники, а также линейной зависимости крутизны характеристики от амплитуды U_m первичных сигналов.

Сравнение тахометров, построенных на основе ЦФВ, выполняющих функции квадратурных синхронных детекторов, и на основе многофазных фазочувствительных выпрямителей показывает, что квадратурный синхронный детектор с дискретной разверткой соответствует многофазному фазочувствительному выпрямителю, число фаз которого равно числу квантов дискретной развертки.

Так, в случае выпрямителя размах пульсаций $\Delta U_\text{п}$ и среднее значение $U_\text{ср}$ выпрямленного напряжения определяются выражениями:

$$\Delta U_\text{п} = U_m\left(1 - \mathbf{cos}\frac{\pi}{n}\right), \tag{18}$$

$$U_\text{ср} = U_m \mathbf{Sa}\left(\frac{\pi}{n}\right), \tag{19}$$

где $\mathbf{Sa}(x) = \dfrac{\mathbf{sin}\,x}{x}$; n – число фаз.

С учетом (18), (19) относительную величину пульсаций можно определить как

$$\delta U_\text{п} = \frac{1}{2}\frac{\Delta U_\text{п}}{U_\text{ср}} = \frac{1 - \mathbf{cos}\frac{\pi}{n}}{2\,\mathbf{Sa}\frac{\pi}{n}} = \frac{\pi}{2n}\mathbf{tg}\frac{\pi}{2n}. \tag{20}$$

В случае квадратурного синхронного детектора величина пульсаций выходного сигнала определяется шагом квантования q и смещением ξ. Наименьший размах пульсаций будет при выборе $\xi = 0.5$, что соответствует случаю, когда равенство $\varphi = \varphi_N$ достигается в середине кванта. При этом относительная величина пульсаций не превышает

$$\delta U_\text{п} = \frac{1 - \mathbf{cos}\,0.5q}{1 + \mathbf{cos}\,0.5q}.$$

Произведя упрощение, находим

$$\delta U_{\text{п}} = \mathbf{tg}^2 \frac{\pi}{2N_{\text{кв}}},$$

где $N_{\text{кв}} = \frac{2\pi}{q}$ – число уровней квантования.

Полученное выражение с точностью до членов высших порядков малости совпадает с выражением (20).

Сравнительный анализ показывает, что тахометры с выпрямителями имеют меньшую точность и при одинаковом уровне пульсаций больший объем оборудования, что связано с формированием многофазной системы сигналов формата СТГ.

Рассмотрим возможность их упрощения и повышения точности путем применения в качестве выпрямителей фазовращателей с импульсным многофазным питанием цепей их опорных сигналов и формирования многофазной системы сигналов формата СТГ из квадратурных сигналов СКП.

Из уравнений (5), (6) следует, что рассматриваемые тахометры должны иметь в общем случае структуру, аналогичную структуре тахометров с аналоговыми ФВ, с той лишь разницей, что фазорасщепитель сигналов развертки ψ является импульсным, вследствие чего их выходные напряжения будут иметь пульсации.

Произведем анализ возникающих пульсаций, полагая, что импульсный фазорасщепитель (ИФР) вырабатывает из сигналов СКП импульсы типа меандр:

$$U_{\text{р}j} = \begin{cases} 1 & \text{для} \quad 2k\pi \le \psi\text{-}\psi_j < (2k+1)\pi, \\ 0 & \text{для остальных значений } \psi\text{-}\psi_j, \end{cases}$$

где $\psi_j = \frac{2\pi}{n}(j\text{-}1)$, $j = \overline{1,n}$; n – число фаз; $k = 0, 1, 2, \ldots$, а сигналы формата СТГ сформированы с помощью ФР сигналов дифференциаторов:

$$U_{\text{п}j}{}' = k_{\text{т}} \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} \mathbf{sin}(\varphi - \psi_j). \tag{21}$$

Для простоты здесь коэффициенты передач звеньев тахометра учтены коэффициентом $k_{\text{т}}$.

Согласно (6) выходное напряжение тахометра в этом случае будет определяться скалярным перемножением n-фазных систем сигналов ИФР и ФР

$$U_{\text{т}} = \sum_{j=1}^{j=n} U_{\text{р}j} U_{\text{п}j}{}'.$$

Представив $U_{\text{р}j}$ в виде $U_{\text{р}j} = \frac{1 + \mathbf{sign}(\mathbf{sin}(\varphi - \psi_j))}{2}$, с учетом (21) находим, что $U_{\text{т}} = k_{\text{т}} \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{dt}} \mathbf{F}(\varphi)$, где $\mathbf{F}(\varphi)$ – функция, характеризующая пульсации $U_{\text{т}}$.

Учитывая, что $\sum_{j=1}^{j=n} \mathbf{sin}(\varphi - \psi_j) = 0$, функция пульсации равна

$$\mathbf{F}(\varphi) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{j=n} \left| \mathbf{sin}(\varphi - \psi_j) \right| \tag{22}$$

Анализ (22) показывает, что $\mathbf{F}(\varphi)$ представляет собой сумму из $2n$ полуволн синусоиды, взятых по модулю. Причем при четном n сумма состоит из n пар синфазных

полуволн, сдвинутых друг относительно друга на $\frac{2\pi}{n}$, а при нечетном – из $2n$ полуволн, сдвинутых друг относительно друга на $\frac{2\pi}{n}$. сумма состоит из n пар синфазных полуволн, сдвинутых друг относительно друга на $\frac{\pi}{n}$.

Отсюда следует, что при четном n сумма будет состоять из n полуволн удвоенной амплитуды, а при нечетном – из $2n$ полуволн единичной амплитуды. Поэтому $\mathbf{F}(\varphi)$ будет представлять собой периодическую функцию φ с периодом, равным $\frac{2\pi}{n}$ для четного n, и $\frac{\pi}{n}$ для нечетного n.

Можно показать, что при четном n функция $\mathbf{F}(\varphi)$ для $\varphi \in \left[\frac{2\pi}{n}(j-1), \frac{2\pi}{n} j\right]$ представляет собой сумму синусоид многофазной системы $U_{\text{п}\,j}{}'; j=\overline{1,n}$

$$\mathbf{F}(\varphi) = \sum_{i=1}^{i=\frac{n}{2}} \mathbf{sin}\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\left(j - i + \frac{n}{2} - 1\right)\right).$$

Произведя суммирование, будем иметь

$$\mathbf{F}(\varphi) = \frac{1}{\mathbf{sin}\frac{\pi}{n}} \mathbf{cos}\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\left(j - \frac{1}{2}\right)\right),$$

где $\varphi \in \left[\frac{2\pi}{n}(j-1), \frac{2\pi}{n} j\right]$. Отсюда следует, что выходной сигнал тахометра будет иметь вид:

$$U_{\text{т}} = \frac{k_{\text{т}}}{\mathbf{sin}\frac{\pi}{n}} \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{dt}} \mathbf{cos}\left(\varphi - \psi_j - \frac{\pi}{n}\right), \quad (23)$$

где $\varphi \in \left[\frac{2\pi}{n}(j-1), \frac{2\pi}{n} j\right], \psi_j = \frac{2\pi}{n}(j\text{-}1),\ j = \overline{1,n}$.

Анализ (23) показывает, что ИФВ представляет собой n-фазный двухполупериодный выпрямитель, но выгодно отличается тем, что полярность выходного напряжения зависит от направления вращения Ω. Также ИФВ можно рассматривать как цифровой фазовращатель ЦФВ с дискретной разверткой $\psi_j,\ j = \overline{1,n}$, а ИФР – АЦПФ с числом уровней квантования, равным числу фаз n. Сдвиг $\frac{\pi}{n}$ в (24) соответствует смещению уровней квантования на полкванта для располовинивания погрешности квантования и соответственно уменьшения пульсаций.

Выражение (23) получено для четных n. Для нечетных n выходное напряжение тахометра может быть получено из (23), если учесть (22) и заменить n на $2n$:

$$U_{\text{т}} = \frac{k_{\text{т}}}{2\,\mathbf{sin}\frac{\pi}{2n}} \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{dt}} \mathbf{cos}\left(\varphi - \psi_j - \frac{\pi}{2n}\right), \quad (24)$$

где $\psi_j = \frac{\pi}{n}(j\text{-}1),\ j = \overline{1,2n}$.

Сравнение (23), (24) показывает, что в схеме с нечетным числом фаз *n* при объеме оборудования, пропорциональном *n*, достигается уровень пульсаций, соответствующий схеме с удвоенным числом фаз. Поэтому при $n = 4$ уровень пульсаций будет выше, чем при $n = 3$.

Учитывая, что сигналы развертки в ИФВ представляют собой логические сигналы, аналоговые перемножители в них могут быть заменены ключами, как показано на рис. 4, на котором изображена схема тахометра с коммутацией сигналов формата многофазных СТГ.

Примером практической реализации схемы может служить тахометр, в котором формирование тахосигнала производится БИС типа L290 [4].

Анализ показывает, что в микросхеме реализован случай $n = 4$. Особенность состоит в том, что в схеме исключен аналоговый ФВ сигналов формата СТГ, а ИФР выполнен квадратурным и формирующим разнополярные импульсы.

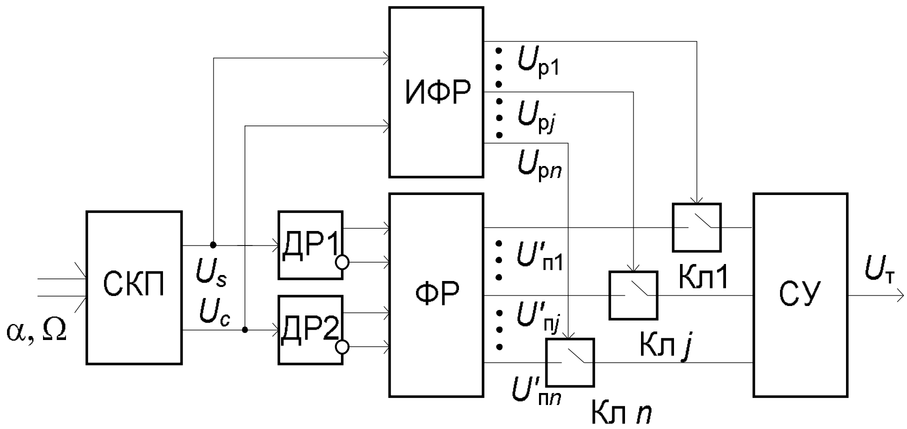


Рисунок 4 –схема БТПТ с коммутацией *n*-фазной системы сигналов формата СТГ

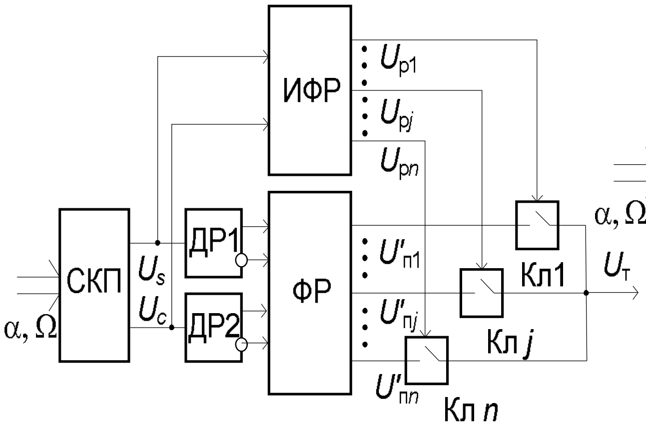
Дальнейшее упрощение схемы может быть достигнуто, если использовать многофазную систему импульсных сигналов U_{pj} вида [9]

$$U_{pj} = \begin{cases} 1 & \text{для} \quad 2\pi\left(k + \frac{1}{4} - \frac{1}{2n}\right) \le \psi\text{-}\psi_j < 2\pi\left(k + \frac{1}{4} + \frac{1}{2n}\right), \\ 0 & \text{для остальных значений } \psi\text{-}\psi_j. \end{cases}$$

Выходное напряжение тахометра в этом случае будет иметь вид

$$U_т = k_т \frac{d\varphi}{dt} \mathbf{cos}\left(\varphi - \psi_j - \frac{\pi}{n}\right). \qquad (25)$$

Сопоставление в (23), (25) показывает, что формирование системы U_{pj}; $j = \overline{1, n}$ без перекрытия импульсов в $\frac{1}{\mathbf{sin}\frac{\pi}{n}}$ раз уменьшает уровень выходного сигнала, но при этом не требуется производить суммирование сигналов формата СТГ U_{pj}, так как в каждый момент времени сигнал присутствует только на выходе одного из ключей. Поэтому выходы ключей могут быть подсоединены к одной общей шине, как показано на рис. 5 а).



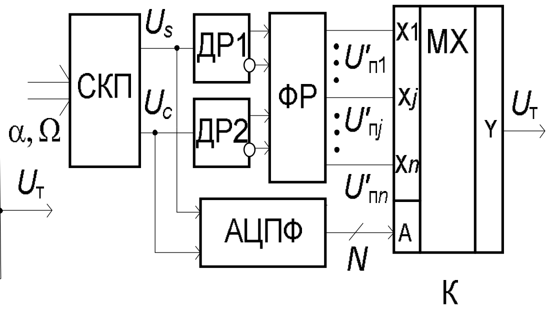


Рисунок 5 – Схема БТПТ с цифровым коммутатором аналоговых сигналов:

а) – при коммутации единичным позиционным кодом $U_{\text{р}j};\ j=\overline{1,n}$;

б) – при коммутации двоичным позиционным кодом *N*.

Однако, как нетрудно заметить полученная схема будет представлять собой схему тахометра на параллельном ЦФВ, так как ИФР можно заменить на АЦПФ, а сборку ключей – коммутатором (рис. 5 б). Отсюда следует, что тахометры с ИФВ являются разновидностью тахометров с ЦФВ. Их особенностью является использование для коммутации единичного кода, что требует большего объема оборудования, чем в случае коммутации двоичным кодом.

Выводы

Выявлена общность принципов построения преобразователей перемещений на растровых СКП и тахометров постоянного тока на СТГ: принцип действия и тех и других основан решении уравнения гониометрического фазовращателя с помощью непрерывной или дискретной развертки. Синтезированы аналоговые и цифро-аналоговые обобщенные структуры тахометров на растровых СКП. Их сравнительный анализ показывает, что наибольшими возможностями повышения точности, быстродействия и упрощения обладают цифро-аналоговые структуры.

Литература

1. Бродовский В.Н. Бесколлекторные тахогенераторы постоянного тока / В.Н. Бродовский, Б.Н. Коржавов, Ю.Н. Рыбкин ; [под ред. В.Н. Бродовского]. – М. : Энергоиздат, 1982. – 128с.
2. Домрачев В.Г. Цифроаналоговые системы позиционирования (Электромеханотронные преобразователи) / В.Г. Домрачев, Ю.С. Смирнов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240с.
3. Габидулин М.А. Анализ и оптимизация встроенных структур совмещенных фотоэлектрических цифровых преобразователей угла и скорости / М.А. Габидулин // Сб. трудов 57 НТК. – М. : МИРЭА, 2008. – Ч. 3. Технические науки. – С.76-82.
4. Домрачев В.Г. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений : справоч. пособ. / Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С.. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 392с.
5. Высокоточные преобразователи угловых перемещений / Асиновский Э.Н., Ахметжанов А.А., Габидулин М.А. и др. ; [под общ. ред. А.А. Ахметжанова]. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 128с.
6. Френкс Л. Теория сигналов / Френкс Л. ; [пер. с англ.; под ред. Д.Е. Вакмана]. – М. : Сов. радио, 1974. – 344с.
7. Габидулин М.А. Синтез фазовращателей преобразователей перемещений / М.А. Габидулин // Сб. трудов 53 НТК. – М. : МИРЭА, 2004. – Ч. 3. Технические науки. – С.14-19.

8. Габидулин М.А. Синтез обобщенных блочно-модульных структур параллельно-последовательных АЦП перемещений с растровыми синусно-косинусными преобразователями / М.А. Габидулин // Материалы международной н.-т. конференции ИИ-2011. – Донецк : Изд-во ИПИИ «Наука і освіта», 2011. Т.2. – С. 214-218.
9. Зверев А.Е. Преобразователи угловых перемещений в цифровой код / Зверев А.Е, Максимов В.П., Мясников В.А.. – Л. : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1974. – 182 с.

Literatura

1. Brodovskij V.N.. Beskollektornye tahogeneratory postojannogo toka. M.: Jenergoizdat. 1982. 128 s.
2. Domrachev V.G. Cifroanalogovye sistemy pozicionirovanija (Jelektromehanotronnye preobrazovateli). M.: Jenergoatomizdat. 1990. 240s.
3. Gabidulin M.A. Sb. trudov 57 NTK. M.: MIRJeA. 2008. Ch.3. Tehnicheskie nauki. S.76-82.
4. Domrachev V.G. Shemotehnika cifrovyh preobrazovatelej peremeshhenij: Spravoch. posob. M.: Jenergoatomizdat. 1987. 392s.
1. Asinovskij Je.N. Vysokotochnye preobrazovateli uglovyh peremeshhenij. M.: Jenergoatomizdat. 1986. 128 s.
5. Frenks L. Teorija signalov. M.: Sov. Radio. 1974. 344s.
6. Gabidulin M.A. Sb. trudov 53 NTK. M.: MIRJeA. 2004. Ch.3. Tehnicheskie nauki. S.14-19.
7. Gabidulin M.A. Materialy mezhdunarodnoj n.-t. konferencii II-2011. Doneck. Ukraina: Izd-vo IPII “Nauka i osvita”. 2011. T.2. S. 214-218.
8. Zverev A.E. Preobrazovateli uglovyh peremeshhenij v cifrovoj kod. L.: Jenergija. Leningr.otd. 1974. 182 s.

RESUME

M.A .Gabidulin

Synthesis and Analysis of Block Modular Structures of Contactless Tachometres of Direct Current on the Basis of Circuitry of Photoelectric Digitizers of Movings

In the article, generality of principles of construction and circuitry of contactless tachometrs of direct current on synchronous tachogenerators and converters of movings on the raster sine-cosine converters is proved. This generality is based on the decision in the course of measuring transformation of the goniometric phase shifter equation by means of continuous or discrete development [5].

The technique of the analysis and synthesis of the analogue and digital-to-analogue generalized block-modular structures of tachometres on raster sine-cosine converters is resulted.

Through circuitry of photo-electric digitizers of movings, digital-to-analogue structures of tachometres possess the big possibilities of the further increase of accuracy, speed and simplification, and also are characterized by linear dependence of a steepness of a testimonial from amplitude of primary signals.

The developed digital-to-analogue structures of contactless tachometres of direct current on raster sine-cosine converters allows to create wide-range tachometres with the variable structure on the basis of circuitry of high-precision photo-electric digitizers of movings, effectively work on high and average frequencies of rotation as frequency, and on low and infralow frequencies as peak [3].

Статья поступила в редакцию 05.06.2012.